基于 EKF PMSM 定子磁链和转速观测直接转矩控制

刘英培 万健如 沈虹 李光叶 袁臣虎
（天津大学电气与自动化工程学院 天津 300072）

摘要 针对传统直接转矩控制中存在电流、磁链和转矩脉动较大、及速度传感器的使用降低了系统可靠性、增加了系统成本等问题，提出基于扩展卡尔曼滤波器同时进行定子磁链和转速观测，实现了表面式永磁同步电动机无传感器直接转矩控制。该方法保持了直接转矩控制固有的转矩响应快和系统鲁棒性强的优点，降低了磁链和转矩脉动，并对电动机参数变化、负载扰动具有较强的鲁棒性，有效地改善了系统的动、静态运行性能，实验验证了该方法的可行性和有效性。

关键词：扩展卡尔曼滤波器 直接转矩控制 永磁同步电动机 定子磁链观测 无传感器控制

中图分类号： TM301.2

Stator Flux Linkage and Rotor Speed Observation for PMSM DTC Based on EKF

Liu Yingpei Wan Jianru Shen Hong Li Guangye Yuan Chenhu
（Tianjin University Tianjin 300072 China）

Abstract There are big ripples in motor drive on current and flux linkage and torque when using traditional direct torque control (DTC). System with speed sensor has lower reliability and higher system cost. To solve these problems, an extended Kalman filter (EKF) was established to estimate stator flux linkage and motor speed, thus speed sensorless direct torque control for surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM) was realized. Rapid torque response and strong robustness of direct torque control method are still maintained. Ripples on current and flux linkage and torque are dramatically reduced. In the mean time, the system based on EKF is robust to motor parameters variation and load disturbance. The dynamic and static system performance are dramatically improved. The experimental results verify the feasibility and effectiveness of this method.

Keywords: Extended Kalman filter (EKF), direct torque control (DTC), permanent magnet synchronous motor (PMSM), stator flux linkage observation, speed sensorless control

1 引言

永磁同步电动机（PMSM）直接转矩控制（DTC）具有快速的转矩响应和良好的动态性能，众多学者对其进行了相关研究，并取得了一定的研

国家自然科学基金（60874077），高等学校博士学科点专项科研基金（20060056054）和质检公益性行业科研专项经费（10-216）资助项目。
收稿日期 2008-06-18 改稿日期 2008-12-28

究成果。文献[1]实现了 PMSM DTC 无传感器运行；文献[2]提出最大转矩磁链控制进行定子磁链的估算；文献[3]采用电压调制获得空间电压矢量的优化组合，达到高性能的直接转矩控制效果，同时保证功率器件开关频率恒定。在 DTC 中，定子磁链观测的精度直接决定着整个系统的性能；另外，机械传感器的使用增加了系统成本，并降低了系统可靠性，因此如何准确获得定子磁链和转速信息成了研究热点。

传统的 DTC 控制中，采用电压积分法进行磁链观测，模型比较简单，仅与定子电阻有关，对电动机参数变化具有较强的鲁棒性；然而在实际应用中，由于受积分器初值、误差累积及直流偏移等因素影响，电动机在低速运行时较难准确观测定子磁链。为解决以上问题，文献[4]将改进型积分器应用到异步电动机磁链估计中，但在全速范围内仅能获得准确的相位信息；文献[5]采用低通滤波器代替积分器以消除积分器的不良影响，但是会导致观测磁链相位超前、幅值变小新问题；文献[6]进一步采用了一定的磁链幅值和相位的补偿方法；文献[7]提出了基于卡尔曼滤波器的定子磁链观测方法，观测器设计采用转子旋转坐标系，输入和输出量均需要借助于转子位置角才能将直接获得的电压、电流变为两相旋转坐标系下电压、电流分量，故不能进行无传感器控制。

本文提出基于 EKF 同时对表面式永磁同步电动机（SPMSM）定子磁链和转速进行观测的 DTC 控制方法，克服了传统 DTC 控制中电压积分的缺点，同时保持 DTC 控制固有的转矩响应快和系统鲁棒性强的优点。

2 PMSM 数学模型

为了便于 EKF 观测器的设计，选取 α、β 坐标系，则 SPMSM 的电压方程为

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t} - \omega_r \psi_r \sin\theta_r \\ u_\beta = R_s i_\beta + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t} + \omega_r \psi_r \cos\theta_r \end{cases} \tag{1}$$

由式（1）得

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + \dfrac{\mathrm{d}\psi_\alpha}{\mathrm{d}t} \\ u_\beta = R_s i_\beta + \dfrac{\mathrm{d}\psi_\beta}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{2}$$

式中 u_α, u_β——定子电压矢量 α、β轴分量；

i_α, i_β——定子电流矢量 α、β轴分量；

ψ_α, ψ_β——定子磁链矢量 α、β轴分量；

L_s——定子电感；

R_s——定子电阻；

ψ_r——转子永磁体磁链；

ω_r——转速；

θ_r——转子位置角。

SPMSM 的运动方程为

$$\frac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{J}\left(T_e - T_L - D\omega_r\right) \tag{3}$$

3 PMSM 无传感器 DTC 控制

基于 EKF 的 PMSM 无传感器 DTC 控制系统如图 1 所示。

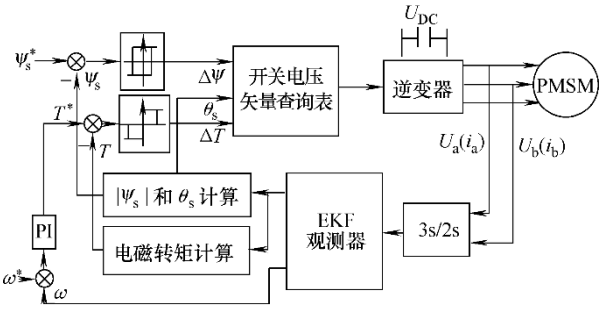


图 1 基于 EKF 的 PMSM 无传感器 DTC 控制系统框图

Fig.1 Schematic diagram of speed sensorless DTC for PMSM based on EKF

速度调节器根据转速给定值和 EKF 转速估计值确定转矩给定值，转矩给定值与估计转矩相比较，经滞环比较器得到转矩控制信号。定子磁链给定信号和 EKF 估计出的磁链相比较，经滞环比较器得到磁链控制信号。磁链与转矩的控制信号及定子磁链当前位置信号，经过开关电压矢量查询表，确定出逆变器当前的开关状态。开关电压矢量查询表见表 1。

表 1 开关电压矢量查询表

Tab.1 Switch voltage vector selection table

$\Delta\psi$	ΔT	①	②	③	④	⑤	⑥
1	1	$\boldsymbol{U}_{s2}$	$\boldsymbol{U}_{s3}$	$\boldsymbol{U}_{s4}$	$\boldsymbol{U}_{s5}$	$\boldsymbol{U}_{s6}$	$\boldsymbol{U}_{s1}$
	0	$\boldsymbol{U}_{s7}$	$\boldsymbol{U}_{s8}$	$\boldsymbol{U}_{s7}$	$\boldsymbol{U}_{s8}$	$\boldsymbol{U}_{s7}$	$\boldsymbol{U}_{s8}$
	−1	$\boldsymbol{U}_{s6}$	$\boldsymbol{U}_{s1}$	$\boldsymbol{U}_{s2}$	$\boldsymbol{U}_{s3}$	$\boldsymbol{U}_{s4}$	$\boldsymbol{U}_{s5}$
−1	1	$\boldsymbol{U}_{s3}$	$\boldsymbol{U}_{s4}$	$\boldsymbol{U}_{s5}$	$\boldsymbol{U}_{s6}$	$\boldsymbol{U}_{s1}$	$\boldsymbol{U}_{s2}$
	0	$\boldsymbol{U}_{s8}$	$\boldsymbol{U}_{s7}$	$\boldsymbol{U}_{s8}$	$\boldsymbol{U}_{s7}$	$\boldsymbol{U}_{s8}$	$\boldsymbol{U}_{s7}$
	−1	$\boldsymbol{U}_{s5}$	$\boldsymbol{U}_{s6}$	$\boldsymbol{U}_{s1}$	$\boldsymbol{U}_{s2}$	$\boldsymbol{U}_{s3}$	$\boldsymbol{U}_{s4}$

由表 1 可见，同定子磁链矢量控制不同的是，

电磁转矩控制中采用了零矢量 $\boldsymbol{U}_{s7}$ 和 $\boldsymbol{U}_{s8}$，对开关电压矢量进行优化，进一步减小转矩脉 动[8-9]。

4　EKF 观测器设计

具有随机干扰的线性离散控制系统的状态方程和输出方程为[10]

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}_k\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{w}_k\\ \boldsymbol{y}_k=\boldsymbol{C}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{v}_k\end{cases}\tag{4}$$

式中　$\boldsymbol{A}_k, \boldsymbol{B}_k, \boldsymbol{C}_k$——对连续时间系统离散化所得的状态变化矩阵；

$\boldsymbol{w}_k$——系统的随机噪声；

$\boldsymbol{v}_k$——测量噪声。

$\boldsymbol{w}_k$ 和 $\boldsymbol{v}_k$ 协方差阵分别为 $\boldsymbol{R}$、$\boldsymbol{Q}$ 且 $\boldsymbol{w}_k$ 和 $\boldsymbol{v}_k$ 相互独立。

（1）预测阶段。该步骤主要是计算状态预测值和预测误差方差阵，即：

状态预测值

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k/k-1}=\boldsymbol{A}_{k/k-1}\hat{\boldsymbol{x}}_{k-1}+\boldsymbol{B}_{k/k-1}\boldsymbol{U}_{k-1}\tag{5}$$

预测误差方差阵

$$\hat{\boldsymbol{P}}_{k/k-1}=\boldsymbol{A}_{k/k-1}\boldsymbol{P}_{k-1}\boldsymbol{A}_{k/k-1}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{Q}\tag{6}$$

（2）更新阶段。在该步骤中计算出所构造的 EKF 增益，进行状态预测值和预测误差方差阵的更新，即：

增益矩阵

$$\boldsymbol{K}_k=\hat{\boldsymbol{P}}_{k/k-1}\boldsymbol{C}_k^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{C}_k\hat{\boldsymbol{P}}_{k/k-1}\boldsymbol{C}_k^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{R}\right)^{-1}\tag{7}$$

滤波方程

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k/k}=\hat{\boldsymbol{x}}_{k/k-1}+\boldsymbol{K}_k\left(\boldsymbol{y}_k-\boldsymbol{C}_k\hat{\boldsymbol{x}}_{k/k-1}\right)\tag{8}$$

滤波误差方差阵

$$\boldsymbol{P}_{k/k}=\left(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{K}_k\boldsymbol{C}_k\right)\hat{\boldsymbol{P}}_{k/k-1}\tag{9}$$

在α、β 坐标系下，SPMSM 的磁链方程为

$$\begin{cases}\psi_\alpha=L_s i_\alpha+\psi_f\cos\theta_r\\ \psi_\beta=L_s i_\beta+\psi_f\sin\theta_r\end{cases}\tag{10}$$

将由式（10）解得的 i_α，i_β代入式（2）得

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\psi_\alpha}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_s}{L_s}\psi_\alpha+\dfrac{R_s}{L_s}\psi_f\cos\theta_r+u_\alpha\\ \dfrac{\mathrm{d}\psi_\beta}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_s}{L_s}\psi_\beta+\dfrac{R_s}{L_s}\psi_f\sin\theta_r+u_\beta\end{cases}\tag{11}$$

与 PMSM 的动态过程相比较，离散控制系统的采样时间间隔非常小，因此，在计算电动机转子角速度时可以认为转子转动惯量 J 为无穷大，则式（3）的等号右边为 0，可以认为在预测阶段电动机转速为恒定不变，即：$\dfrac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t}=0$，避免了观测器中出现系统机械参数，具有良好的适应性。同时又有

$\dfrac{\mathrm{d}\theta_r}{\mathrm{d}t}=\omega_r$，现选取 $\boldsymbol{x}=(\psi_\alpha\quad\psi_\beta\quad\omega_r\quad\theta_r)^{\mathrm{T}}$ 作为状态变量，$\boldsymbol{u}=(u_\alpha\quad u_\beta)^{\mathrm{T}}$ 作为输入变量，由于定子磁链不

可直接测量，考虑到测量的方便，选取

$\boldsymbol{y}=(i_\alpha\quad i_\beta)^{\mathrm{T}}$ 为输出变量，构建如下状态方程和输出方程

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{f}(x)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}\\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{g}(x)\end{cases}\tag{12}$$

式中

$$\boldsymbol{f}(x)=\begin{pmatrix}-\dfrac{R_s}{L_s}\psi_\alpha+\dfrac{R_s}{L_s}\psi_f\cos\theta_r\\ -\dfrac{R_s}{L_s}\psi_\beta+\dfrac{R_s}{L_s}\psi_f\sin\theta_r\\ 0\\ \omega_r\end{pmatrix}$$

$$\boldsymbol{g}(x)=\begin{pmatrix}\dfrac{1}{L_s}(\psi_\alpha-\psi_f\cos\theta_r)\\ \dfrac{1}{L_s}(\psi_\beta-\psi_f\sin\theta_r)\end{pmatrix}\qquad\boldsymbol{B}=\begin{pmatrix}1&0\\0&1\\0&0\\0&0\end{pmatrix}$$

对其线性化再进行离散化处理得

$$\boldsymbol{A}=\begin{pmatrix}-\dfrac{R_s}{L_s}&0&0&-\dfrac{R_s}{L_s}\psi_f\sin\theta_r\\ 0&-\dfrac{R_s}{L_s}&0&\dfrac{R_s}{L_s}\psi_f\cos\theta_r\\ 0&0&0&0\\ 0&0&1&0\end{pmatrix}$$

$$\boldsymbol{H}(k)\approx\boldsymbol{B}T=\begin{pmatrix}T&0\\0&T\\0&0\\0&0\end{pmatrix}$$

$$\boldsymbol{C}=\begin{pmatrix}\dfrac{1}{L_s} & 0 & 0 & \dfrac{\psi_f}{L_s}\sin\theta_r\\ 0 & \dfrac{1}{L_s} & 0 & -\dfrac{\psi_f}{L_s}\cos\theta_r\end{pmatrix}$$

则得到离散化后的状态方程为

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}(k+1)=\boldsymbol{A}(k)\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{H}(k)\boldsymbol{u}(k)+\boldsymbol{w}(k)\\ \boldsymbol{y}(k)=\boldsymbol{C}(k)\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{v}(k)\end{cases} \quad (13)$$

其中，状态噪声矢量 $\boldsymbol{w}_k$ 代表了由于电动机参数变化和线性化、离散化导致的误差，测量噪声矢量 $\boldsymbol{v}_k$ 代表对电动机输入、输出信号测量引起的误差。

应用式（13），给定系统初始状态，按照式（5）～式（9）的 EKF 数字实现算法，通过递推运算，即可以得到每一个采样周期的状态估计值。由于 EKF 不需要准确的初始条件即可实现观测器的稳定收敛，因此可以较好地实现 PMSM 无传感器的直接转矩控制。

5 仿真分析和实验结果

5.1 仿真分析

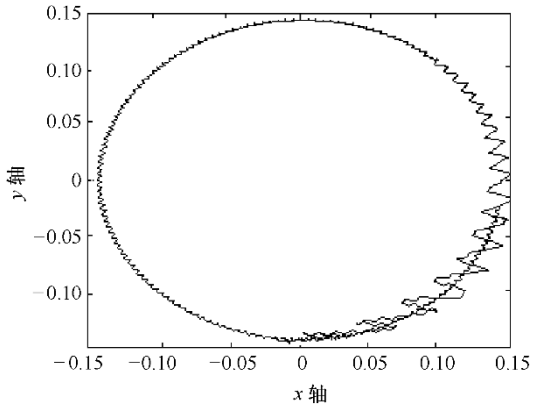
利用 Matlab/Simulink 仿真工具，建立系统仿真模型，EKF 算法采用 S 函数实现。仿真 PMSM 参数设置为：R_s=1.25Ω；L_s=4.77mH；ψ_r=0.1292Wb；J=4.8×10^{-3}kg·m^2；p_n=4。

在保证稳态跟踪和滤波不发散的前提下，EKF 的参数选取为

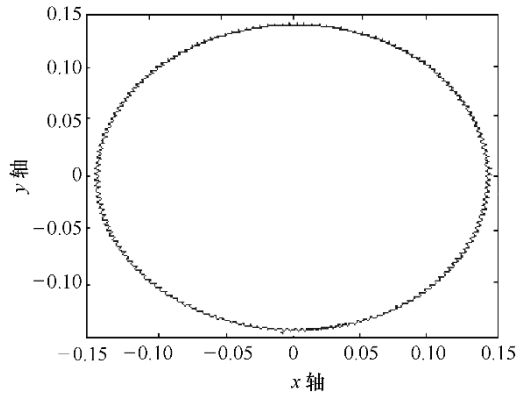
$$\boldsymbol{Q}=\begin{pmatrix}0.3&0&0&0\\0&0.3&0&0\\0&0&3&0\\0&0&0&0.3\end{pmatrix}\qquad \boldsymbol{R}=\begin{pmatrix}0.2&0\\0&0.2\end{pmatrix}$$

$$\boldsymbol{P}(0)=\begin{pmatrix}0.1&0&0&0\\0&0.1&0&0\\0&0&200&0\\0&0&0&10\end{pmatrix}\qquad \boldsymbol{x}(0)=\begin{pmatrix}0\\0\\0\\0\end{pmatrix}$$

图 2a 和图 2b 是在给定转速为 1000r/min 空载条件下，分别采用传统 DTC 控制和基于 EKF 的 DTC 控制磁链响应曲线。



（a）传统 DTC 控制



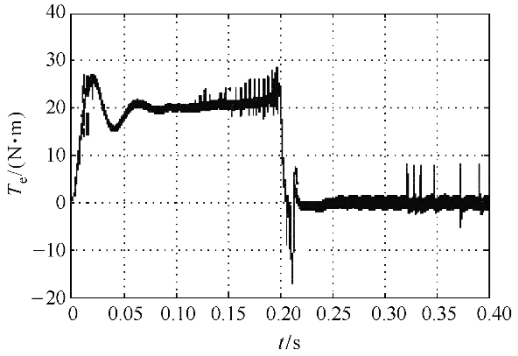
（b）基于 EKF 的 DTC 控制

图 2 定子磁链波形

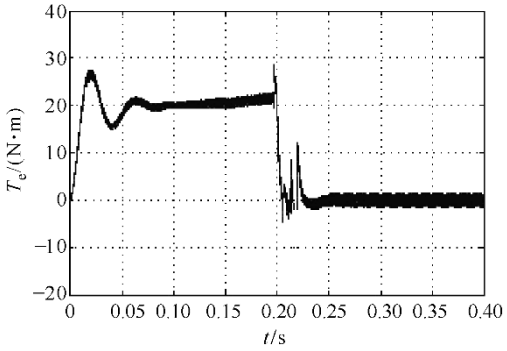
Fig.2 Stator flux linkage waveform

由图 2 可见，在传统 DTC 系统中磁链圆曲线存在较大的波动性，曲线不平滑，尤其是在起动阶段脉动比较剧烈；而基于 EKF 的 DTC 控制系统由于采用了 EKF 对定子磁链进行观测，克服了纯积分器的缺点，磁链估计更加准确，曲线更接近圆形，并且减小了磁链脉动。

图 3 是在给定转速为 800r/min、负载转矩在 0.2s 时由 20N·m 突变为 0 条件下，分别采用传统 DTC 控制和基于 EKF 的 DTC 控制转矩响应曲线。



（a）传统 DTC 控制



（b）基于 EKF 的 DTC 控制

图 3　电磁转矩波形

Fig.3　Electromagnet torque waveform

由图 3 可知，两者的转矩动态响应时间基本相同，但基于 EKF 的 DTC 控制中，转矩脉动明显减小，稳态性能得到了较大改善。

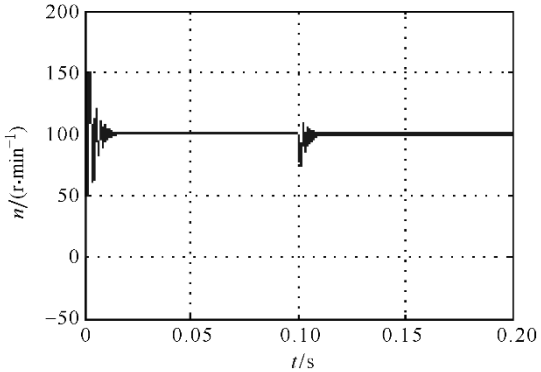
图4是在给定转速为100r/min、负载转矩在0.1s由0突变为5N·m条件下，分别采用传统DTC控制和基于EKF的DTC控制转速响应曲线。

由图 4 可见，基于 EKF 的 DTC 控制系统抗负载扰动能力较强，在扰动发生后迅速 作出反应，转速得到较快调节，避免 了大幅度超调和振荡。

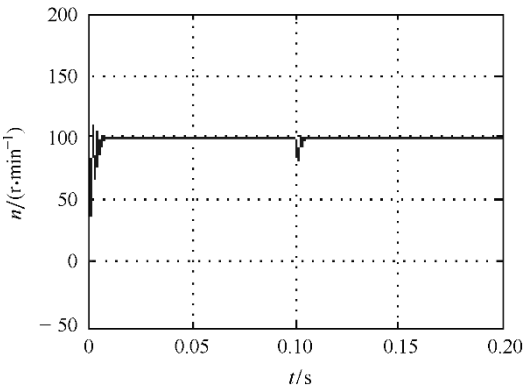
由仿真波形可以看出， 基于 EKF 的 PMSM 无传感器 DTC 控制系统，磁链和转矩脉动均较小，系统鲁棒性增强，较大改善了系统动、静态性能。

5.2　实验结果

为了验证基于 EKF 观测器 PMSM 无传感器 DTC 控制系统的性能，采用 TI 公司 DSP TMS320 LF2407A 为控制核心，功率变换装置采用智能功率模块（IPM），搭建实验平台。永磁同步电动机为隐极式，参数见表 2。



（a）传统 DTC 控制



（b）基于 EKF 的 DTC 控制

图 4　转速波形

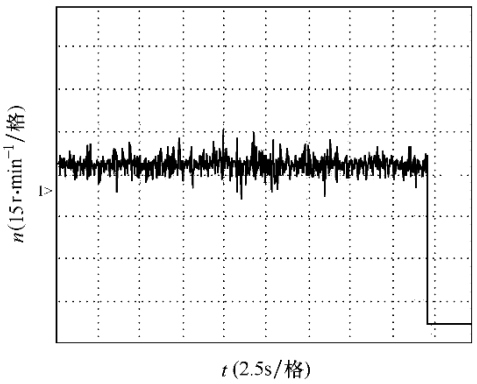
Fig.4　Rotor speed waveform

表 2　电动机参数

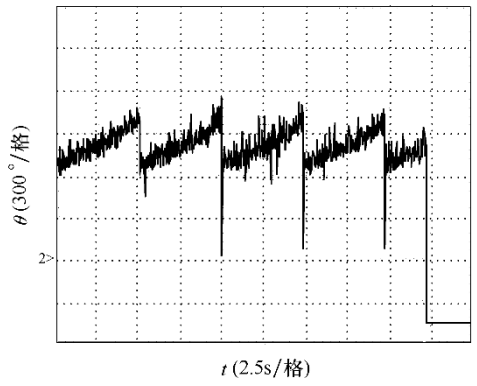
Tab.2　Motor parameters

参数名称	数值
定子电阻 R_s/Ω	1.25
校对数 p_n	4
定子电感 L/H	0.004 77
永磁体磁链 ψ_r/Wb	0.1292
转动惯量 J/(kg·m^2)	0.0048

图 5a、5b 为给定转速 3r/min 空载时，转速和转角波形。



（a）转速波形



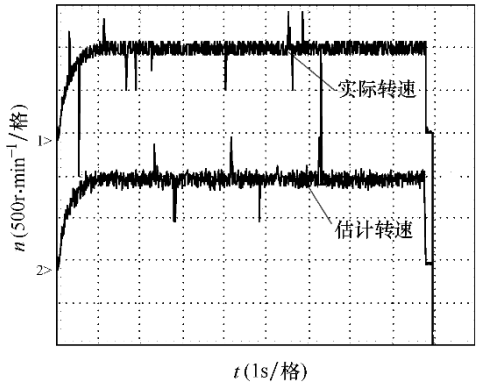
（b）转角波形

图 5 给定速度为 3r/min 空载时转速和转角波形

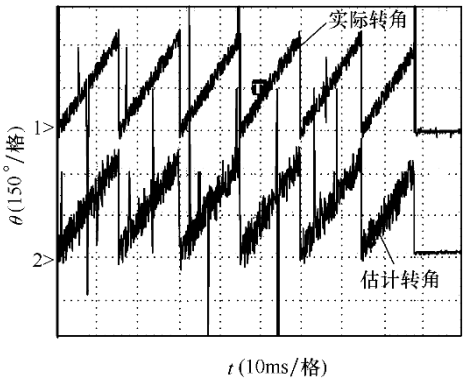
Fig.5 Rotor speed and rotor angle waveform at the speed of 3r/min and the load torque of 0 N·m

由图 5 可以看出，在基于 EKF 的 DTC 控制下，电动机运行平稳，转速和转角波动较小，系统较准确跟踪转速给定值。

图 6a、6b 为给定转速 1000r/min 空载时，转速和转角波形。



（a）转速波形



（b）转角波形

图 6 给定速度为 1000r/min 空载时转速和转角波形

Fig.6 Rotor speed and rotor angle waveform at the speed of 1000r/min and the load torque of 0 N·m

由图 6 可以看出，电动机高速运行时动态响应速度快，EKF 观测器能够较准确地观测出电动机转速和转角，稳态精度高。

6 结论

本文对基于 EKF 的 PMSM 无传感器 DTC 控制系统进行了研究，克服传统 DTC 控制电流、转矩和磁链脉动较大的缺陷，改善了 DTC 控制系统动、静态运行性能，同时解决了机械传感器带来的一系列问题。

参考文献

[1] Rahman M F, Zhong L , Haque M D Enamul, et al. A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(1): 17-22.

[2] Faiz Jawad, Hossein Mohseni Zonoozi S. A novel technique for estimation and control of stator flux of a salient-pole PMSM in DTC method based on MTPF[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(2): 262-271.

[3] 孙丹，贺益康．基于恒定开关频率空间矢量调制的永磁同步电动机直接转矩控制 [J]．中国电机工程学报, 2005, 25(12): 112-116.
Sun Dan, He Yikang. Space vector modulated based constant switching frequency direct control for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(12): 112-116.

[4] 许俊峰，徐英雷，冯江华，等．基于改进型积分器的永磁同步电动机直接转矩控制 [J]． 电工技术学报，2004, 19(7): 77-80.
Xu Junfeng, Xu Yinglei, Feng Jianghua, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous machines based on modified integrator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(7): 77-80.

[5] 韦立祥，刘丛伟，孙旭东，等．一种消除电压型磁链观测中直流偏置误差的新方法 [J]． 清华大学学报(自然科学版)，2001, 41(9): 51-54.
Wei Lixiang, Liu Congwei, Sun Xudong, et al. New integral error correction method for rotor flux identification of AC drives[J]. Journal of Tsinghua

University (Science and Technology), 2001, 41(9): 51-54.

[6] Klris N R N, Yatim A H M. An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(1): 110-116.

[7] 郎宝华，刘卫国，王永强．基于卡尔曼滤波器的永磁同步电动机定子磁链观测研究 [J]．微电机，2007, 40 (6): 17-20.
Lang Baohua, Liu Weiguo, Wang Yongqiang. Observation study of stator flux linkage of permanent magnet synchronous motor based on Kalman filter[J]. Micromotors Servo Technique, 2007, 40(6): 17-20.

[8] 贾洪平，贺益康．永磁同步电动机直接转矩控制中零矢量的作用研究[J]．电气传动，2006, 36(4): 13-16, 29.
Jia Hongping, He Yikang. Study on null vector in a direct torque controlled permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Dirve, 2006, 36(4): 13-16, 29.

[9] Hu Yuwen, Tian Chun, You Zhiqing, et al. Direct torque control system and sensorless technique of permanent magnet synchronous motor[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2003, 16(2): 97-102.

[10] 刘英培．永磁同步调速电梯无速度传感器控制研究 [D]．天津：天津大学, 2007.

作者简介:刘英培　女，1982 年生，博士，主要研究方向为电动机控制。万健如　男，1950 年生，教授，博士生导师，主要研究方向为电力传动、电梯控制、电磁兼容、电能质量。